

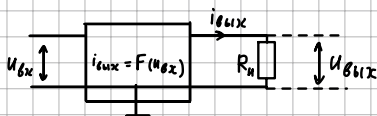
Усиление сигналов

• Основной принцип

Для усиления сигналов используют некий трехполюсник с общей шиной, такой, что

$$i_{вых} = F(u_{вх}),$$

и замыкают его выход через R_n -нагрузку.



Тогда

$$u_{вых} = i_{вых} \cdot R_n = F(u_{вх}) R_n$$

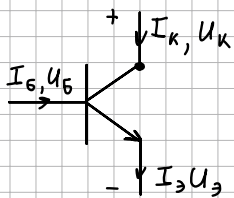
Если F - линейна, $F(u) = Su$, где S - крутизна, тогда

$$u_{вых} = u_{вх} SR_n, \quad k = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = SR_n$$

Если $S > \frac{1}{R_n}$, тогда эта схема будет усиливать

n-p-n транзистор

• Режимы работы



чтобы p-n переход БЭ открылся,
и чтобы

$$U_{БЭ} \gtrsim 650 \text{ мВ}$$

Если же $U_{БК} \gtrsim 650 \text{ мВ}$, тогда откроется
p-n переход БК, и система вырождается
в три соединенных провода. Мы этого не хотим,
поэтому требуется

$$U_{БК} \lesssim 650 \text{ мВ} \Rightarrow U_{КБ} \gtrsim -650 \text{ мВ} \Rightarrow U_{КЭ} \approx 0$$

Таким образом, возникают несколько режимов
работы.

Режим отсечки: p-n переход БЭ закрыт, т.е.
 $U_{БЭ} \lesssim 650 \text{ мВ}$

Режим насыщения: оба p-n перехода
открыты, т.е.
 $U_{БЭ} \gtrsim 650 \text{ мВ}$
 $U_{БК} \gtrsim 650 \text{ мВ}$

Нормальный режим работы:
 $U_{БЭ} \gtrsim 650 \text{ мВ}$
 $U_{КЭ} > 0$

• Соотношения для норм. режима работы

$$h_{213} = \frac{I_K}{I_B} \quad h_{215} = \frac{I_K}{I_E}$$

По построению транзистора выполняется

$$h_{215} < 1$$

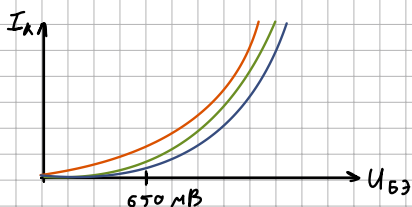
При этом, т.к.

$$I_E = I_K + I_B \Rightarrow h_{213} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K}{I_E - I_K} \stackrel{I_E}{=} \frac{h_{215}}{1 - h_{215}} \sim 100$$

• Характеристики транзистора

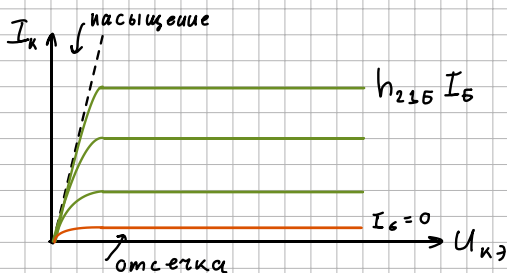
Прямая хар-ка: зав-ть $I_K(U_{БЭ})$

ПХ почти не зависит от $U_{КЭ}^{(>0)}$ и имеет вид

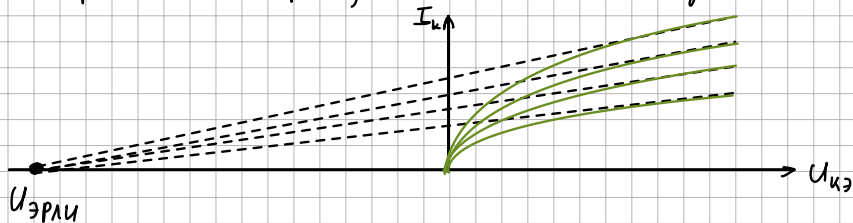


- $U_{КЭ} \sim 10 \text{ В}$
- $U_{КЭ} \sim 4 \text{ В}$
- $U_{КЭ} \sim 0.5 \text{ В}$

Выходная хар-ка: зав-ть $I_K(U_{КЭ})|_{I_B = \text{const}}$



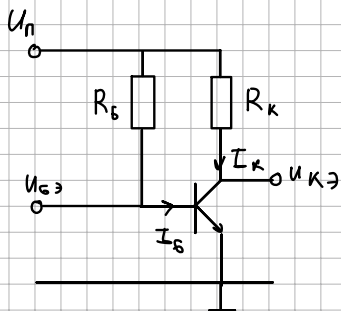
Строго говоря, ВХ имеет вид



$$\frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кэ}} = \frac{I_k}{U_{эрли}} ; \quad U_{кэ} = r_{кэ} I_k \Rightarrow r_{кэ} = \frac{U_{эрли}}{I_k}$$

Проблематика усиления

Рассмотрим т.п. нестабилизированный усилитель:



Выведем его к-т усиления:

$$K_u = \frac{U_{кэ}}{U_{бэ}} , \quad U_{кэ} = U_{п} - R_k I_k = f_1(I_k)$$

$$U_{бэ} = U_{п} - R_b I_b$$

Выходная хар-ка: $I_k = F(U_{кэ}, I_b)$

Возьмем обратную ф-у: $I_B = f(U_{кз}, I_k) =$
 $= f(U_n - R_k I_k, I_k) = \tilde{f}(I_k)$
 $\Rightarrow U_{Бз} = f_2(I_k)$

Таким образом, мы получили, что к-т усиления

$$K_u = \frac{f_2(I_k)}{f_1(I_k)} = f(I_k)$$

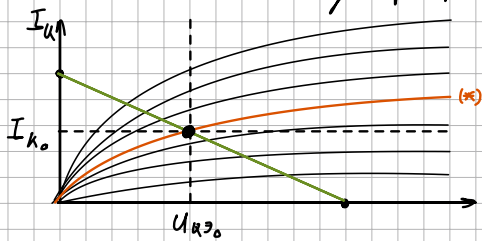
зависит от тока коллектора. Значит, чтобы обеспечить постоянный к-т усиления, нужно обеспечить пост. ток коллектора.

Усилитель, работающий в таком режиме, называется усилителем, работающим в режиме по пост. току.

Пусть мы выбрали некий $I_{k_0} = \text{const}$.
 Рассмотрим входную характеристику:

$$\begin{cases} I_k = F(U_{кз}, I_B) \\ U_{кз} = U_n - R_k I_k \end{cases}$$

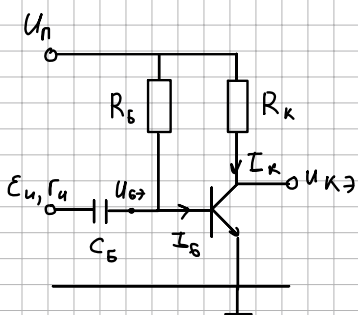
Решим систему графически:



Полученная точка называется рабочей

Полученная система уравнений кажется излишней. Однако, в задаче часто задается только положение рабочей точки (например, дано R_k, I_k). Требуется подобрать I_B так, чтобы кривая (*) проходила через рабочую точку, т.е. решить систему относительно I_B .

• Нестабилизованный усилитель



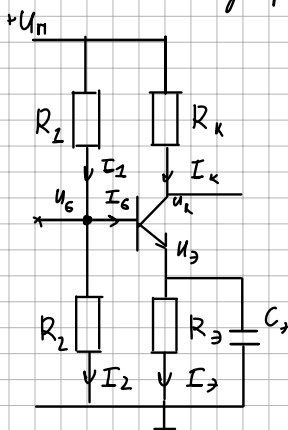
Затем нужен конденсатор: Если мы будем подавать синусоиду ^(ε_u) на вход без к-ра, тогда мы не преодолеем $U_{БЭ} = 650$ мВ, и часть сигнала будет отсекается. Предварительно зарядив его на +650 мВ, мы сместим наш сигнал на +650 мВ вверх, и он будет нормально усиливаться.

Рассчитаем режим работы по пост. току при заданных R_k, I_k :

$$I_k = h_{21Э} I_B = h_{21Э} \frac{U_n - U_{БЭ}}{R_B} \sim h_{21Э} \frac{U_n}{R_B} \Rightarrow R_B = h_{21Э} \frac{U_n}{I_k}$$

Формулы для расчета коэффициента усиления у нас появятся позже. Важно, что в таком случае K явно зависит от характеристик транзистора.

• Стабилизированный усилитель



Рассчитаем режим по пост. току

$$R_k, I_k, U_б = \text{const}$$

$$U_б + R_3 I_э - R_2 I_2 = 0$$

$$R_2 I_2 = U_б$$

$$U_б - U_э = R_3 I_э$$

$$I_э = I_k \left(1 + \frac{1}{h_{эс}} \right) \approx I_k$$

Итого, мы получили следующее условие

$$U_б - U_э \approx R_3 I_k$$

Расписываем дальше:

$$R_1 I_2 + R_2 I_2 = I_2 (R_1 + R_2) + R_2 I_б = U_n$$

$$R_2 I_2 (R_1 + R_2) + R_1 R_2 I_б = R_2 U_n$$

$$\frac{U_n R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_б = R_2 I_2 = R_3 I_э \approx R_3 (I_б + I_k) = R_3 I_б (1 + h_{эс})$$

Таким образом,

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll R_3 (1 + h_{21}) \Rightarrow$$

$$U_6 = R_2 I_2 \approx \frac{U_n R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{значит, введя } \gamma = \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow U_6 \approx \frac{U_n}{1 + \gamma}$$

$$U_6 - U_{63} \approx R_3 I_k \Rightarrow \frac{U_n}{1 + \gamma} = R_3 I_k + U_{63}$$

$$\Rightarrow \gamma = \frac{U_n}{R_3 I_k + U_{63}} - 1 \approx \frac{U_n}{R_3 I_k} - 1$$

Поскольку мы не можем точно узнать U_{63} , мы можем лишь подбирать R_1, R_2 , опираясь на оценки

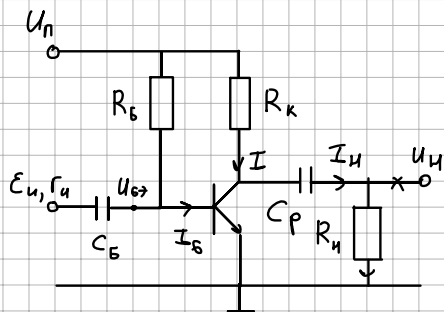
$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \stackrel{(\pm)}{\ll} R_3 (1 + h_{21}) \Rightarrow \gamma = \frac{U_n}{R_3 I_k + U_{63}} - 1$$

Далее мы покажем, что с точки зрения переменного тока стаб. усилитель очень похож на нестаб. усилитель. Разница лишь в том, что в случае стаб. усилителя положение раб. точки явно не зависит от h_{21} .

Как и в случае нестаб. усилителя, формулы для расчета K у нас появятся позже.

• Подключение нагрузки

Рассмотрим нестабилизированный усилитель с нагрузкой в виде диф. звена



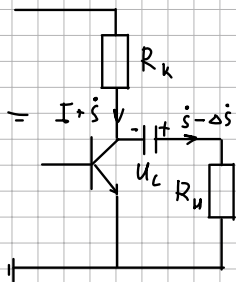
Разделим сигнал:

$$I \rightarrow \dot{s} + I,$$

где \dot{s} - высокочастотная переменная

компонента, а I - постоянная компонента.

Обозначим $\Delta \dot{s}$ - часть \dot{s} , утекшая в коллектор



Конденсатор не пропускает пост. компоненту:

$$U_c = U_n - R_k I \stackrel{!}{=} U_{ке}^0$$

Проходит только переменная компонента:

$$U_{ке} = U_{ке}^0 + R_n (\dot{s} - \Delta \dot{s})$$

$$U_n - U_{ке} = R_k (I + \dot{s}) \Rightarrow U_{ке}^0 - U_{ке} = R_k \dot{s}$$

$$R_k U_{ke} = R_k U_{ke}^0 + R_n (U_{ke}^0 - U_{ke} - R_k \Delta \dot{s})$$

$$(R_k + R_n) U_{ke} = (R_k + R_n) U_{ke}^0 - R_k R_n \Delta \dot{s}$$

$$U_{ke} = U_{ke}^0 - R^* \Delta \dot{s}, \text{ где } R^* = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$$

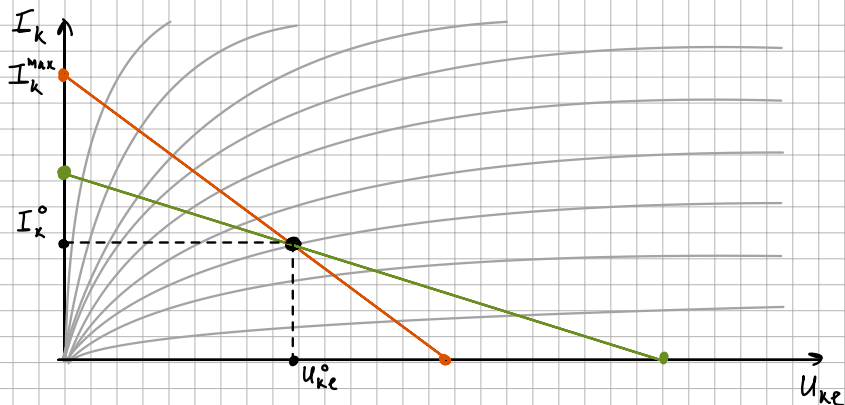
С другой стороны, $I_k = I + \Delta \dot{s} \stackrel{!}{=} I_k^0 + \Delta \dot{s}$

Итого, полученная зависимость:

$$U_{ke} - U_{ke}^0 = R^* (I_k^0 - I_k)$$

Такая зависимость называется линией нагрузки по переменному току и прохтерсу (U_{ke}^0, I_k^0)

В свою очередь, U_{ke}^0 и I_k^0 являются раб. точкой и лежат на обыкновенной нагрузочной кривой. Общая картинка выглядит так:



Отсюда же можно вытащить предельные амплитуды переменных компонентов:

Обозначим $\Delta U_{ke} = U_{ke} - U_{ke}^0$. Тогда

$$\Delta U_{ke} = R^*(I_k - I_k^0)$$

$$I_k > 0 \Rightarrow \Delta U_{ke}^1 = R^* I_k^0$$

С другой стороны,

$$U_{ke} = U_{ke}^0 + \Delta U_{ke}$$

$$U_{ke} > 0 \Rightarrow \Delta U_{ke}^2 = U_{ke}^0$$

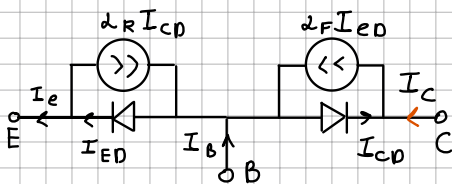
Составив соотношение,

$$\Delta U_{max} = \min \{U_{ke}^0, R^* I_k^0\}$$

Эквивалентные схемы транзисторов

• Модель Эдберса-Моме (n-p-n)

Данная модель отлично представляет транзистор в любом режиме по постоянному току.



$$\alpha_R \sim 1$$

$$\alpha_F \sim 1$$

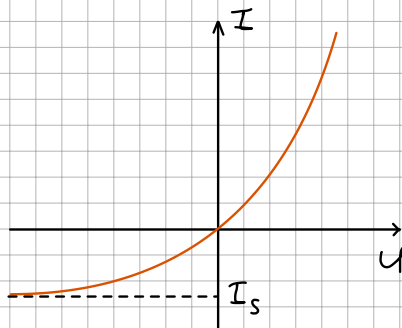
Данная модель предполагает использование модели диода, ВАХ которого описывается уравнением Шокли:



$$I(U) = I_s (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$$

$$U_T = \frac{kT}{e} - \text{тепл. напр.}$$

I_s - ток насыщения
(обратный ток)



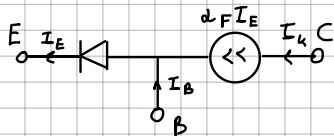
При комнатной температуре ($T = 300 \text{ K}$)

$$U_T \approx 26 \text{ мВ}$$

Упростим схему, предполагая, что для обоих диодов ток насыщения равен I_s .
 Положим, что мы нах. в рабочем режиме:

$$\frac{U_{BE}}{U_T} \gg 1, \quad \frac{U_{BC}}{U_T} \ll 0$$

Тогда схему можно упростить:



$$\begin{cases} I_E = I_s (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \\ I_C = \alpha_F I_E \end{cases}$$

Распишем связь между I_C , I_B

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B \stackrel{!}{=} \beta_F I_B$$

Также можно учесть, что $\alpha_F \sim 0,99$

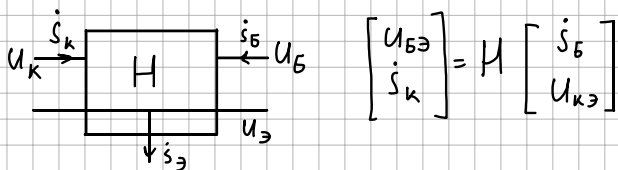
$$I_B \approx \frac{I_s}{\beta_F} (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1)$$

Выражение $I_C(U_{BE})$ дает нам проходящую характеристику:

$$I_C \approx I_s (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1)$$

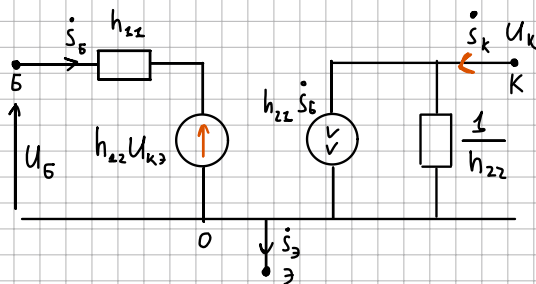
• Схема с h-параметрами

Транзистор в зафиксированном режиме можно представить как линейный четырехполюсник с общей шиной:



$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \quad h_{ij} \in \mathbb{C}$$

Соответственно, можно построить эквивалентную схему:



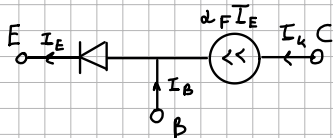
$$U_B = h_{11} \dot{i}_B + h_{12} U_{КЭ} \quad \dot{i}_K = h_{21} \dot{i}_B + h_{22} U_{КЭ}$$

• h-параметры через модель Э.-М.

Распишем упрощенную модель Э.-М.

Приближение:

$$\frac{U_{BE}}{U_T} \gg 1, \quad \frac{U_{BC}}{U_T} \ll 0$$



В таком случае получаем:

$$\begin{cases} I_K = \beta_F I_B \\ I_B = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \end{cases}$$

Выразим U_{BE} во второй ур-ии:

$$U_{BE} \approx U_T \ln \frac{\beta_F I_B}{I_S}$$

Итого, получаем систему:

$$\begin{cases} U_{BE} = U_T \ln \frac{\beta_F I_B}{I_S} \\ I_K = \beta_F I_B \end{cases} \equiv \begin{cases} U_{BE} = S_1(I_B, U_K) \\ I_K = S_2(I_B, U_K) \end{cases}$$

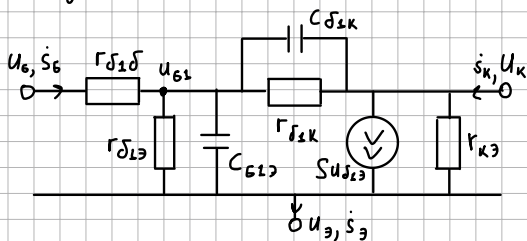
Линеаризуем систему:

$$\begin{cases} dU_{BE} = \frac{\beta_F U_T}{I_K} dI_B + 0 \cdot dU_K = h_{11} dI_B + h_{12} dU_K \\ dI_K = \beta_F dI_B + 0 \cdot dU_K = h_{21} dI_B + h_{22} dU_K \end{cases}$$

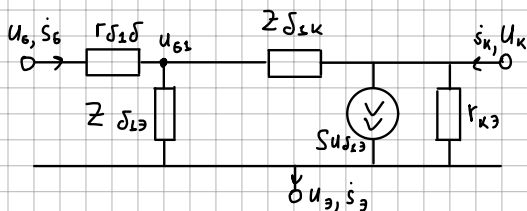
Отсюда сразу получаем, что

$$h_{21} = \beta_F \quad h_{11} = \beta_F \frac{U_T}{I_K}; \quad h_{12}, h_{22} \rightarrow 0$$

Физическая эквивалентная схема



Или, в терминах импедансов,



$$Z_{\delta 1\kappa} = (C_{\delta 1\kappa} \parallel r_{\delta 1\kappa})$$

$$Z_{\delta 1\delta} = (C_{\delta 1\delta} \parallel r_{\delta 1\delta})$$

При этом суц. связь с h-параметрами:

$$h_{11} = r_{\delta 1\delta} + (Z_{\delta 1\kappa} \parallel Z_{\delta 1\delta})$$

$$h_{12} = S Z_{\delta 1\delta}$$

$$h_{22} = \frac{Z_{\delta 1\delta}}{Z_{\delta 1\delta} + Z_{\delta 1\kappa}}$$

$$h_{22} = S \frac{Z_{\delta 1\delta}}{Z_{\delta 1\kappa}} + \frac{1}{r_{\kappa\delta}}$$

Существуют физ. соотношения:

$$C_{\delta 1\delta} \sim I_{\delta}$$

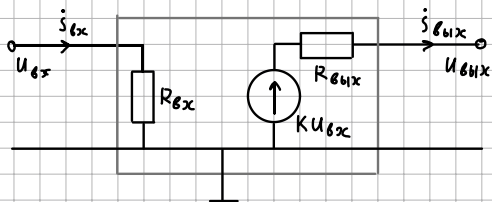
$$r_{\delta 1\delta} \ll r_{\delta 1\kappa}$$

$$C_{\delta 1\kappa} \sim \sqrt{|U_{\kappa\delta}|}$$

$$h_{12} \approx \frac{2}{r_{\kappa\delta}}$$

• Эквивалентная схема усилителя

Любой усилитель сигнала принято представлять в следующем виде:

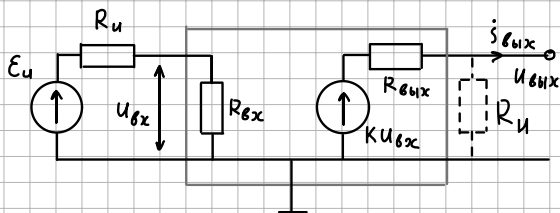


$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$$

$$R_{вых} = \frac{I_{н.}}{I_{гв.}} \cdot \frac{U_{вых}^{нх}}{I_{вых}^{нх}}$$

$$K = \left. \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \right|_{xx}$$

Теперь подключим источник к усилителю:



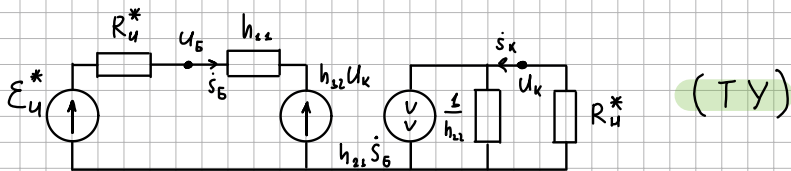
Определим коэффициенты усиления:

$$K_e = \left. \frac{U_{вых}}{E_u} \right|_{xx} \quad K_u = \left. \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \right|_{xx}$$

Строго говоря, величины K_u , K_e , $R_{вх}$, $R_{вых}$ могут быть комплексными и меняться в зависимости от частоты сигнала.

Транзистор как усилитель

Рассмотрим транзистор как усилитель:



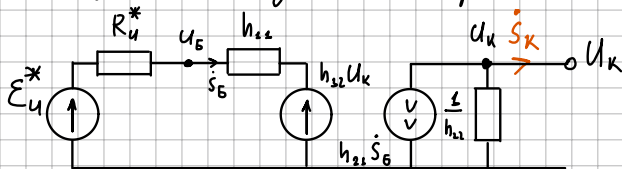
Определим следующие величины:

$$R_{вх}^{TP} = \frac{U_B}{\dot{I}_B} \quad R_{вых}^{TP} = \frac{U_K^{xx}}{\dot{I}_K^{xx}}, \quad K_u = \frac{U_K^{xx}}{U_B}$$

Найдем входное:

$$\begin{cases} U_B = h_{23}\dot{I}_B + h_{22}U_K \\ \dot{I}_K = h_{21}\dot{I}_B + h_{22}U_K \\ U_K = -R_K^*\dot{I}_K \end{cases} \Rightarrow R_{вх}^{TP} = h_{23} - \frac{h_{22}h_{21}}{h_{22} + (R_K^*)^{-1}}$$

Найдем выходное, случай ХХ: ($\dot{I}_K = 0$)



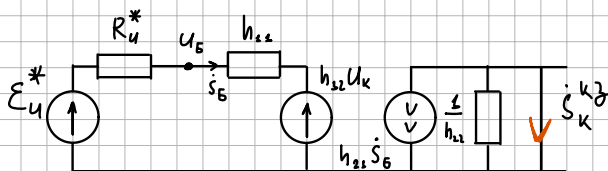
\dot{I}_K перевернут,
чтобы походить
на схему усилителя

$$\begin{cases} U_B = h_{23}\dot{I}_B + h_{22}U_K \\ 0 = h_{21}\dot{I}_B + h_{22}U_K \\ R_u^*\dot{I}_B = \mathcal{E}_u^* - U_B \end{cases} \Rightarrow$$

$$\mathcal{E}_u^* = U_K^{xx} \left(h_{22} - \frac{h_{21}}{h_{22}} (R_u^* + h_{23}) \right)$$

$$h_{21}U_B = U_K^{xx} (h_{21}h_{22} - h_{23})$$

Случай КЗ: ($U_K = 0$)



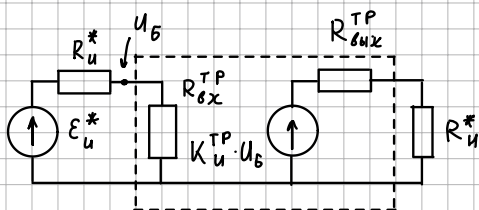
$$\begin{cases} -\dot{I}_K = h_{22} \dot{I}_B + 0 \\ \mathcal{E}_u^* = \dot{I}_B (R_u^* + h_{22}) \end{cases} \Rightarrow \mathcal{E}_u^* = \frac{-(R_u^* + h_{22})}{h_{21}} \dot{I}_K$$

Итого получаем

$$(R_{\delta ux}^{TP})^{-1} = \left(h_{22} - \frac{h_{22} h_{21}}{R_u^* + h_{22}} \right), \quad U_K^{xx} = K_u U_B$$

$$K_u = -\frac{h_{21}}{h_{22} h_{22} - h_{21} h_{22}}$$

Итого, мы получили все величины, чтобы представить транзистор как усилитель!

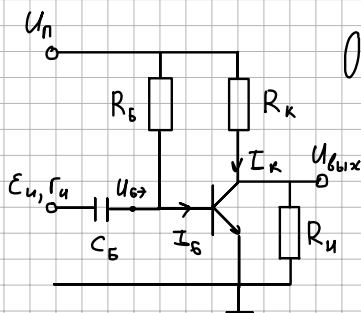


Эквивалентные схемы усилителей на биполярных транзисторах

• Преамбула

Нам будет интересно только то, как транзистор усиливает переменные компоненты сигнала. Считая, что транзистор линеен в окрестности рабочей точки, мы можем просто выкидывать постоянные компоненты тока/напряжения из схемы.

• Кестабилизованный усилитель

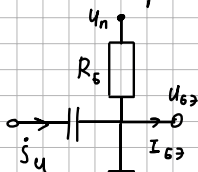


Обозначим через

I - пост компонента

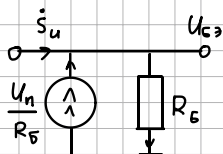
\dot{S} - перемен. компонента

Рассмотрим входной узел:



$$I_{Бэ} = \dot{S}_u + \frac{U_n - U_{Бэ}}{R_B} = \dot{S}_u + \frac{U_n}{R_B} - \frac{U_{Бэ}}{R_B} \quad (*)$$

Перерисуем в эквивалентном виде, (*) сохраняется

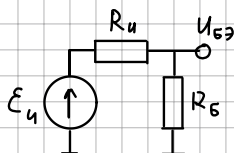


Теперь выкинем пост. компоненту U_n/R_b , распишем \dot{I}_u :

$$U_{бэ} = E_u - R_u \dot{I}_u \quad (I_u = 0, \text{ т.к. } E_u - \sin)$$

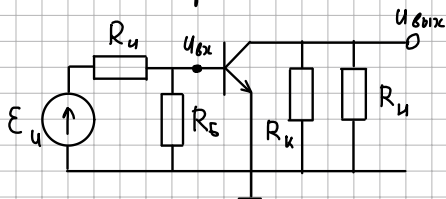
$$\dot{I}_u = \frac{E_u - U_{бэ}}{R_u}$$

Итого, входной узел принимает вид



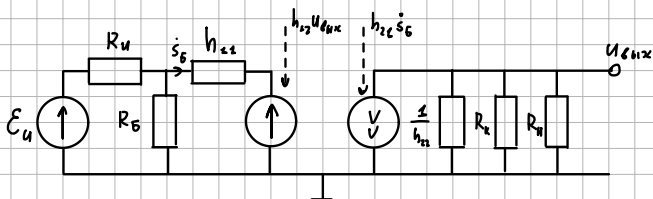
При этом, все соотношения для переменных компонент сохраняются

Аналогичные рассуждения можно провести и со стороны коллектора и нарисовать схему

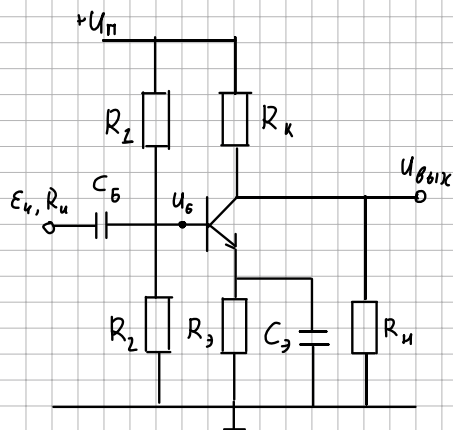


При этом транзистор мы полагаем находящимся в рабочей точке.

Теперь мы можем представить транзистор через h -параметры:



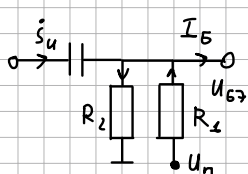
• Стабилизированный усилитель



Аналогично нестаб.
усилителю, будем
выкидывать постоянные
компоненты сигнала

Важно, что с точки
зрения переменного сиг-
нала R_3 не существует,
 $U_{бэ} \equiv U_б$

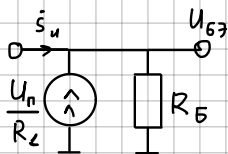
Распишем входной узел:



$$I_б = \frac{U_n - U_{бэ}}{R_1} - \frac{U_{бэ}}{R_2} + \dot{i}_u = \frac{U_n}{R_1} - \frac{U_{бэ}}{R_б} + \dot{i}_u,$$

$$\text{где } R_б = R_1 \parallel R_2$$

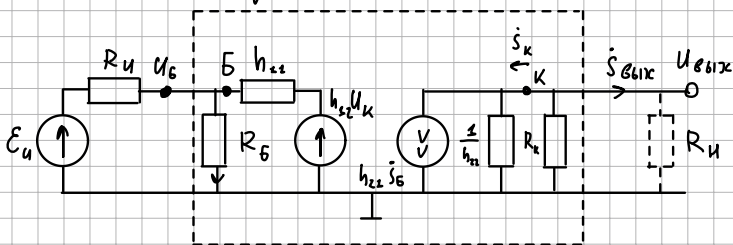
Получим аналогичную схему:



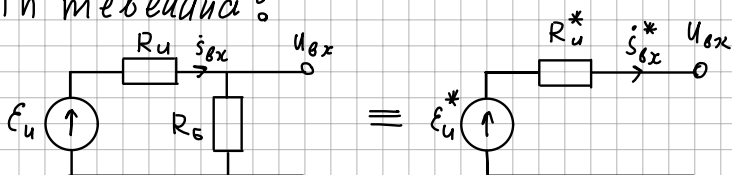
Со стороны коллектора ничего не изменилось
относительно нестабилизированного усилителя,
поэтому эквивалентная схема будет такая
же, за исключением $R_б = R_1 \parallel R_2$.

• Вычисление параметров усилителя

• Для обоих усилителей схема имеет вид



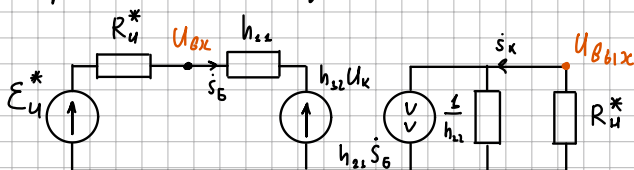
Сведем эту схему к схеме (ТУ), используя
Тн теорему:



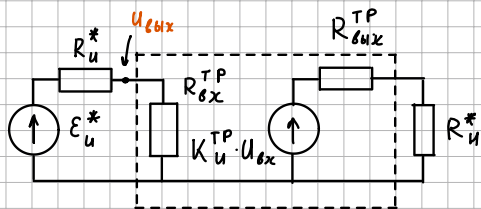
$$R_u^* = (R_u \parallel R_B) ; \quad \mathcal{E}_u^* = \mathcal{E}_u \frac{R_B}{R_B + R_u}$$

А также представим R_k, R_u как $R_u^* = R_k \parallel R_u$

Получаем схему (ТУ):



Которую можно представить в виде усилителя

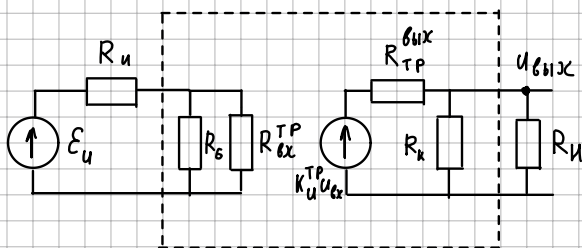


И мы можем расписать все числовые величины.

$$R_{\delta x}^{TP} = h_{33} - \frac{h_{32} h_{22}}{h_{22} + (R_u^*)^{-1}} \quad (R_{\delta x}^{TP})^{-1} = \left(h_{22} - \frac{h_{32} h_{21}}{R_u^* + h_{33}} \right),$$

$$K_u^{TP} = - \frac{h_{21}}{h_{22} h_{22} - h_{21} h_{32}}$$

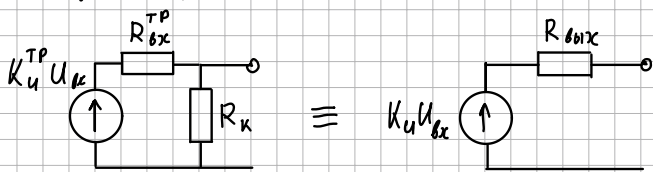
Теперь, когда мы узнали параметры TU , мы можем вернуться к исходным входным и выходным звеньям:



Отсюда сразу видно, что

$$R_{\delta x} = (R_B \parallel R_{\delta x}^{TP}),$$

Последним шагом будет преобразование выходного звена по Тн теореме:



$$U_{xx} \equiv K_u U_{bx} = K_u^{TP} U_{bx} \frac{R_k}{R_{ввых}^{TP} + R_k} \Rightarrow K_u = K_u^{TP} \frac{R_k}{R_{ввых}^{TP} + R_k}$$

$$R_{ввых} = \frac{U_{xx}}{i_{kz}} = \frac{R_k R_{TP}^{ввых}}{R_k + R_{TP}^{ввых}} = (R_k \parallel R_{TP}^{ввых})$$

Итого мы получили все интересующие нас величины. Распишем K_u и K_e

$$(R_{ввых}^{TP})^{-1} = \left(h_{22} - \frac{h_{22} h_{21}}{R_u^* + h_{11}} \right) \approx \left| R_u^* \ll h_{11} \right| \approx \frac{h_{11} h_{22} - h_{22} h_{21}}{h_{11}}$$

$$K_u^{TP} = - \frac{h_{21}}{h_{11} h_{22} - h_{21} h_{22}}$$

$$K_u = K_u^{TP} \frac{R_k}{R_{TP}^{ввых} + R_k} = - \frac{h_{21}}{h_{11} h_{22} - h_{21} h_{22}} \cdot \frac{R_k}{R_k + \frac{h_{22}}{h_{11} h_{22} - h_{21} h_{22}}}$$

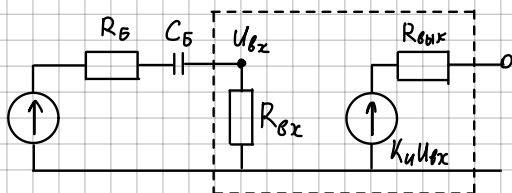
$$K_u = - \frac{h_{21} R_k}{h_{11} + R_k (h_{11} h_{22} - h_{21} h_{22})}$$

Отсюда получаем $K_e = K_u \frac{R_{bx}}{R_u + R_{bx}}$ (гематер)

Частотные характеристики усилителей

Низкие частоты без C_2

Ранее мы предполагали, что конденсатор на входе усилителя просто пропускает переменный ток. Теперь снова вспомним про него.



Выразим K_e через K_u :

$$K_e = K_u \frac{R_{вх}}{R_{вх} + Z_u} = K_u \frac{R_{вх}}{R_{вх} + \frac{1}{j\omega C_b} + R_u} = \text{вынесем } R_u + R_{вх}$$
$$= K_u \frac{R_{вх}}{R_u + R_{вх}} \cdot \frac{1}{1 + (j\omega C_b(R_u + R_{вх}))^{-1}}$$

При этом K -т усиления "без конденсатора":

$$K_u \frac{R_{вх}}{R_u + R_{вх}} \stackrel{!}{=} K_e^0$$

Итого, получили обычную ПФ диф. звена:

$$K_e(s) = \frac{p K_e^0}{z + p}, \quad p = j \frac{\omega}{\omega_u}, \quad \omega_u = \frac{1}{C_b(R_u + R_{вх})}$$

Нижней частотой называют

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_F(R_u + R_F)}$$

На ней коэффициент K_e спадает в $\sqrt{2}$ раз.

Замечание

В общем случае вх. и вых. сопротивления, конечно, зависят от обвеса усилителя:

$$R_{вх} = (R_F \parallel R_{вх}^{TP}), \quad R_{вх}^{TP} = f(h_{ij}, R_u^*)$$

То есть, $R_{вх}$ не зависит от того, что мы прицепили конденсатор. Рассмотрим $R_{вых}$:

$$R_{вых} = (R_k \parallel R_{вых}^{TP}), \quad R_{вых}^{TP} = f(h_{ij}, \underline{R_u^*})$$

$$K_u = f(h_{ij}, R_k)$$

Итого, в общем случае добавление конденсатора влияет только на выходные сопротивление усилителя, но не на входное или K_u , которые мы использовали при расчете к-та $K_e(\omega)$. Значит, наши расчеты действительно верны.

- Нижние частоты с C_3

Теперь вспомним о том, что у нас есть C_3 .

Вывод не получился, но при этом справедливы оценки

$$\omega_n \approx \frac{1}{\left(\frac{R_n^* + h_{11}}{h_{21} + 1} \parallel R_3 \right)} \cdot C_3$$

- Верхние частоты

Будем рассматривать частоты, на которых влияние входного контура становится незначительным. При этом начинают играть роль емкости р-п переходов в тран-ре.

Опять же, вывести не получилось, запишем результат:

$$\omega_{\text{в}}^{-1} = (C_{\delta 12} + C) \left[(R_n^* + r_{\delta 10}) \parallel r_{\delta 12} \right], \text{ где}$$

$$C = C_{\delta 1n} (1 + SR_n^*)$$



